



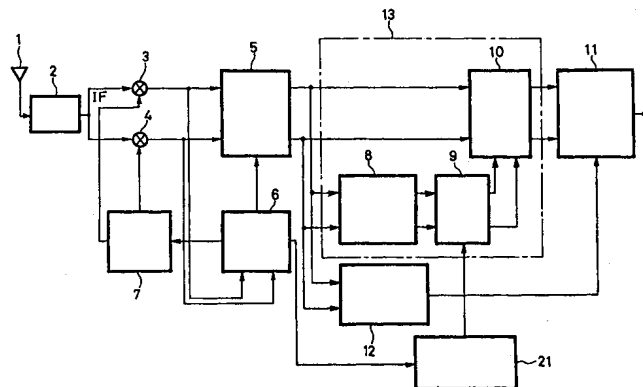
PCT

特許協力条約に基づいて公開された国際出願

<p>(51) 国際特許分類6 H04J 11/00</p>	<p>A1</p>	<p>(11) 国際公開番号 WO99/43114</p> <p>(43) 国際公開日 1999年8月26日(26.08.99)</p>
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP99/00734</p> <p>(22) 国際出願日 1999年2月19日(19.02.99)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平10/38309 1998年2月20日(20.02.98) JP</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) ソニー株式会社(SONY CORPORATION)[JP/JP] 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 Tokyo, (JP)</p> <p>(72) 発明者 ; および (75) 発明者 / 出願人 (米国についてのみ) 池田康成(IKEDA, Yasunari)[JP/JP] 岡田隆宏(OKADA, Takahiro)[JP/JP] 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内 Tokyo, (JP)</p> <p>(74) 代理人 弁理士 松隈秀盛(MATSUKUMA, Hidemori) 〒160-0023 東京都新宿区西新宿1丁目8番1号 新宿ビル Tokyo, (JP)</p>		<p>(81) 指定国 KR, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>

(54)Title: METHOD AND APPARATUS FOR SIGNAL RECEPTION, AND MEDIUM

(54)発明の名称 信号受信装置および方法、並びに提供媒体



(57) Abstract

The intermediate frequency signals of OFDM signals received by a tuner (2) are multiplied by the carrier wave by multipliers (3 and 4) to generate OFDM signals of the base band. An FFT circuit (5) processes the OFDM signals of the base band and then supplies them to a pilot signal extraction circuit (8) and a division circuit (10) in an equalizer circuit (13). The pilot signals extracted by the pilot signal extraction circuit (8) are supplied to an interpolation filter (9). The amplitude and phase components of the interpolated pilot signals are supplied to the division circuit (10). The division circuit (10) divides the signals input from the FFT circuit (5) by the amplitude and the phase received from the interpolation filter (9) and supplies the resulting signals to a demapping circuit (11). An FFT window circuit (6) detects the length of the guard interval from the outputs of the multipliers (3 and 4) and supplies it to a control circuit (21). In response to the received guard interval, the control circuit (21) controls the bandwidth of the interpolation filter (9) to restrict the deterioration of the equalization characteristic due to noise.

チューナ（２）で受信したOFDM信号の中間周波信号に、乗算器（３）と乗算器（４）で、搬送波を乗算して、ベースバンドのOFDM信号を生成する。FFT 回路（５）で、このベースバンドのOFDM信号をFFT 処理し、等化回路（１３）の除算回路（１０）とパイロット信号抽出回路（８）に出力する。パイロット信号抽出回路（８）で抽出されたパイロット信号は、補間フィルタ（９）に供給され、補間処理され、パイロット信号の振幅成分と位相成分が、除算回路（１０）に供給される。除算回路（１０）は、FFT 回路（５）より入力された信号を補間フィルタ（９）より供給された振幅と位相で除算し、デマッピング回路（１１）に出力する。FFT ウィンドウ回路（６）は、乗算器（３）、乗算器（４）の出力から、ガードインタバルの長さを検出し、検出信号を制御回路（２１）に出力する。制御回路（２１）は、入力されたガードインタバルの長さに対応して、補間フィルタ（９）の帯域幅を制御することによって、ノイズによる等化特性の劣化を抑制する。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE	アラブ首長国連邦	ES	スペイン	LI	リヒテンシュタイン	SG	シンガポール
AL	アルバニア	FI	フィンランド	LK	スリ・ランカ	SI	スロヴェニア
AM	アルメニア	FR	フランス	LR	リベリア	SK	スロヴァキア
AT	オーストリア	GA	ガボン	LS	レソト	SL	シエラ・レオネ
AU	オーストラリア	GB	英国	LT	リトアニア	SN	セネガル
AZ	アゼルバイジャン	GD	グレナダ	LU	ルクセンブルグ	SZ	スワジランド
BA	ボスニア・ヘルツェゴビナ	GE	グルジア	LV	ラトヴィア	TD	チャード
BB	バルバドス	GH	ガーナ	MC	モナコ	TG	トーゴ
BE	ベルギー	GM	ガンビア	MD	モルドヴァ	TJ	タジキスタン
BF	ブルキナ・ファソ	GN	ギニア	MG	マダガスカル	TM	トルクメニスタン
BG	ブルガリア	GW	ギニア・ビサウ	MK	マケドニア旧ユーゴスラヴィア共和国	TR	トルコ
BJ	ベナン	GR	ギリシャ	ML	マリ	TT	トリニダード・トバゴ
BR	ブラジル	HR	クロアチア	MN	モンゴル	UA	ウクライナ
BY	ベラルーシ	HU	ハンガリー	MR	モーリタニア	UG	ウガンダ
CA	カナダ	ID	インドネシア	MW	マラウイ	US	米国
CF	中央アフリカ	IE	アイルランド	MX	メキシコ	UZ	ウズベキスタン
CG	コンゴ	IL	イスラエル	NE	ニジェール	VN	ヴェトナム
CH	スイス	IN	インド	NL	オランダ	YU	ユーゴスラビア
CI	コートジボアール	IS	アイスランド	NO	ノルウェー	ZA	南アフリカ共和国
CM	カメルーン	IT	イタリア	NZ	ニュージーランド	ZW	ジンバブエ
CN	中国	JP	日本	PL	ポーランド		
CU	キューバ	KE	ケニア	PT	ポルトガル		
CY	キプロス	KG	キルギスタン	RO	ルーマニア		
CZ	チェコ	KP	北朝鮮	RU	ロシア		
DE	ドイツ	KR	韓国	SD	スーダン		
DK	デンマーク	KZ	カザフスタン	SE	スウェーデン		
EE	エストニア	LC	セントルシア				

明 細 書

信号受信装置および方法、並びに提供媒体

技術分野

本発明は、信号受信装置および方法、並びに提供媒体に関する

5 。

背景技術

10 地上波を用いたデジタル放送の伝送方式として、最近、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex)変調方式(直交周波数分割多重方式)が注目されている。このOFDM変調方式を用いたサービスとして、欧州においては、Eureka 147 DAB(Digital Audio Broadcasting)方式を用いたラジオサービスが既に開始されている。また、テレビジョン放送に関しても、欧州において、既に DVB(Digital Video Broadcasting)-T 方式が開発されており、IT
15 U-R(International Telecommunication Union-Recommendation)においても、標準化が勧告されている。

既にサービスが開始されているEureka 147 DAB方式では、主たるサービスとして、移動体音声信号を前提にしているため、OFDMの各搬送波は、 $\pi/4$ オフセット差動QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)が用いられている。これは、この方式が移動体を前提にしているところから、フェーディングに対して耐性を持つことが必要条件になるため、振幅方向に情報を持たず、また、絶対位相を再生する必要もないことなどが、その採用の理由と考えられる。

25 一方、テレビジョン放送においては、音声を対象とした放送サービスとは異なり、移動体への対応はそれほど大きな必要性がない代わりに、情報量の大きなビデオ情報を主に送信する必要があることから、高い伝送速度が求められる。すなわち、移動体音声

サービスにおいては、劣悪な環境下でも、信頼性の高い伝送が要求されるのに対し、テレビジョン放送サービスにおいては、高速伝送が要求される。このような背景から、テレビジョン放送サービスを前提にしたDVB-T方式においては、OFDMの各搬送波の変調に、QPSK, 64QAM, 16QAMなどの変調方式を用いることが提案されている。

また、地上波伝送においては、一般的に、マルチパスが存在し、このマルチパスにより受信信号の周波数特性が歪むことになるので、このマルチパスの影響を軽減することが大きな課題となる。そこで、OFDM方式では、本来伝送すべき信号の一部をコピーした信号をガードインタバルとして付加するようにしている。このガードインタバルを付加することにより、ガードインタバルよりも短いマルチパスに関しては、受信側で適切な信号処理を施すことで、マルチパスの影響を除去することが可能となる。

各搬送波の変調方式にQAM系の変調を用いるDVB-T方式のようなOFDM変調方式においては、マルチパスによる歪みが発生すると、各搬送波毎に、その振幅や位相が、送信側の振幅や位相と異なるものとなるので、これらが等しくなるように、マルチパスによる歪みを受けた信号を等化する（補正する）必要がある。OFDM方式では、受信側でFFT(Fast Fourier Transform)(高速フーリエ変換)を行って、OFDM変調を行うため、伝送信号中にパイロット信号を散在させておき、このパイロット信号の振幅や位相を受信側において監視することで、伝送路の特性を推定し、この推定した伝送路の特性で受信信号を等化するようにしている。

DVB-T方式においては、図9に示すようなパターンでパイロット信号を挿入することが提案されている。同図において、横軸は周波数 f を、縦軸は時間 t をそれぞれ示す。同図に示すように、この例においては、1つのOFDMシンボルの12本の搬送波（その周

波数を f_0 で表わす) に対して 1 本の割合で、パイロット用の搬送波信号 (黒丸にて示す) が挿入され、さらに OFDM シンボル毎に、パイロット用の搬送波信号の挿入位置が、3 搬送波ずつシフトされるようになされている。尚、白丸は情報用搬送波信号を示す。

この図 9 に示した、時間方向と周波数方向に離散的に配列されたパイロット信号を 2 次元フーリエ変換して、その標本化格子点構造を調べ、伝送帯域幅を調べると、図 10 に示すようになる。同図より、伝送路に時間方向の変動がない場合の伝送帯域幅は、3 本分の搬送波間隔に相当する時間以内であることが判る。換言すれば、OFDM シンボルの有効時間 (ガードインタバルを除いた OFDM シンボルの継続時間) の $1/3$ の伝送帯域幅があるので、DVB-T 方式のパイロット信号パターンは、OFDM 有効シンボル長の $1/3$ 以内の時間に対する等化能力があることになる。

図 11 は、このようなパイロット信号から伝送路特性を推定し、受信信号を等化 (補正) する、従来の信号受信装置の構成例を表している。チューナ 2 は、アンテナ 1 で受信した信号を中間周波数 (IF 信号) に変換し、乗算器 3 と乗算器 4 に出力している。乗算器 3 と乗算器 4 には、搬送波生成回路 7 で生成された位相が相互に 90 度異なる搬送波が供給されている。乗算器 3 と乗算器 4 は、それぞれ、入力された中間周波数信号と搬送波とを乗算し、ベースバンド (基底帯域) の OFDM 信号に変換して、FFT 回路 5 に出力している。FFT 回路 5 は、入力された信号を FFT 処理することで、ベースバンドの OFDM 信号を OFDM 復調する。

FFT ウィンドウ回路 6 は、乗算器 3 と乗算器 4 の出力するベースバンドの OFDM 信号から、OFDM 信号のガードインタバルの相関を利用して、FFT 回路 5 の FFT 演算の開始の基準となるウィンドウを生成し、FFT 回路 5 に出力している。搬送波生成回路 7 は、FF

T ウィンドウ回路 6 の出力から、位相が 90 度異なる搬送波を生成し乗算器 3 と乗算器 4 に出力している。

FFT 回路 5 が出力する OFDM 信号の各搬送波は、等化回路 13 を構成する除算回路 10 とパイロット信号抽出回路 8 に供給される。パイロット信号抽出回路 8 は、入力された信号からパイロット信号を抽出し、補間フィルタ 9 に出力している。補間フィルタ 9 は、入力されたパイロット信号を補間処理することで、OFDM 信号の各搬送波の伝送路特性を推定し、推定結果を除算回路 10 に出力している。除算回路 10 は、FFT 回路 5 より入力された OFDM 信号の各搬送波を、補間フィルタ 9 より入力された伝送路特性で除算し、伝送路での歪みを除去し、デマッピング回路 11 に出力するようになされている。デマッピング回路 11 は、除算回路 10 より入力された信号の信号点より伝送情報を復元する。デマッピング回路 11 の後段に畳み込み符号などの誤り訂正回路が存在する場合には、このデマッピング回路 11 において、ビタビ復号器に供給するためのメトリックが生成される。

TPS 検出回路 12 は、FFT 回路 5 の出力から、TPS (Transfer Parameter Signal) と称される伝送制御信号を抽出する。この伝送制御信号は、次のスーパーフレーム (8 個のフレームにより 1 つのスーパーフレームが構成されている) における畳み込み符号の符号化率、OFDM 搬送波の変調方式、ガードインタバル情報などを含んでいる。TPS 検出回路 12 は、抽出した伝送制御信号に基づいて、各回路を制御する。例えば、伝送制御信号に含まれる OFDM 搬送波の変調方式に基づいて、デマッピング回路 11 を制御し、QPSK, 16 QAM, 64 QAM などの変調方式に対応したデマッピング処理を実行させる。

次に、その動作について説明する。チューナ 2 は、アンテナ 1 で受信した信号を中間波信号に変換し、乗算器 3 と乗算器 4 に出

力する。乗算器 3 と乗算器 4 には、搬送波生成回路 7 で生成した、位相が 90 度異なる搬送波が供給されている。この伝送波は、乗算器 3 と乗算器 4 の出力から、FFT ウィンドウ回路 6 が、ガードインタバルの相関を利用して検出した位相誤差に対応して生成されたものである。乗算器 3 と乗算器 4 は、それぞれチューナ 2 より入力された OFDM 信号の中間周波数信号と、搬送波生成回路 7 より供給された搬送波とを乗算し、ベースバンドの OFDM 信号を生成し、FFT 回路 5 に出力する。FFT 回路 5 は、入力されたベースバンドの OFDM 信号を FFT 処理して、OFDM 信号を復調する。

パイロット信号抽出回路 8 は、FFT 回路 5 の出力からパイロット信号を抽出し、補間フィルタ 9 に出力する。補間フィルタ 9 は、パイロット信号抽出回路 8 より入力されたパイロット信号を補間処理することで、各搬送波の振幅と位相成分を、その搬送波の伝送路特性として検出し、これを除算回路 10 に出力する。除算回路 10 は、FFT 回路 5 より入力された復調信号を、補間フィルタ 9 から供給された振幅と位相で除算し、伝送路特性に起因する歪み成分を除去する。例えば、FFT 回路 5 より入力される搬送波の振幅が、本来の振幅の $1/2$ である場合、補間フィルタ 9 より振幅情報として、 $1/2$ が供給される。そこで、除算回路 10 で、FFT 回路 5 より入力された信号の振幅を補間フィルタ 9 の振幅情報で除算すれば、元の $1 (= (1/2) / (1/2))$ の振幅の信号を得ることができる。同様に、位相についても、複素演算を行うことで、元の位相の信号を得ることができる。

デマッピング回路 11 は、除算回路 10 より出力された信号の信号点をデマッピングする。TPS 検出回路 12 は、このため、FFT 回路 5 より出力される信号に含まれる伝送制御信号を検出し、その伝送制御信号から OFDM 信号の変調方式に関する情報を検出し、その検出結果をデマッピング回路 11 に出力する。デマッピン

ゲ回路 1 1 は、TPS 検出回路 1 2 からの変調方式情報に対応してデマッピング処理を行い、処理結果を出力する。

ところで、DVB-T 方式においては、ガードインタバルの長さの、有効シンボル長の長さに対する割合として、 $1/4$ 、 $1/8$ 、 $1/16$ 、または $1/32$ の 4 種類が定義されている。補間フィルタ 9 は、4 種類のうちのいずれの長さのガードインタバルの信号が受信されたとしても等化処理を行うことができるように、ガードインタバルが最大の長さの $1/4$ の帯域幅に設定（固定）されている。

このように、従来の装置は、補間フィルタ 9 の帯域幅が、ガードインタバルが最も長い $1/4$ の場合に固定されているため、ガードインタバルが、それより短い OFDM 信号を受信した場合には、そのとき、本来必要とされない信号成分の帯域を処理することとなり、結局、その信号に付随してノイズも多くなり、ノイズの影響により、より正確な伝送路推定処理が実現できなくなるという問題があった。

本発明はこのような状況に鑑みてなされたものであり、伝送路におけるノイズの影響をより効果的に抑制することができるようにした、信号受信装置および方法、並びに提供媒体を提案するものである。

発明の開示

本発明の信号受信装置は、OFDM 方式で伝送された信号を受信する受信手段と、受信手段で受信した OFDM 信号を復調する復調手段と、復調手段で復調した信号を等化する等化手段と、受信手段で受信した OFDM 信号のガードインタバルの長さを検出する検出手段と、検出手段の検出結果に対応して、等化手段を制御する制御手段とを備えることを特徴とするものである。

本発明の信号受信方法は、OFDM方式で伝送された信号を受信する受信ステップと、受信ステップで受信したOFDM信号を復調する復調ステップと、復調ステップで復調した復調信号を等化する等化ステップと、受信ステップで受信したOFDM信号のガードインタバルの長さを検出する検出ステップと、検出ステップでの検出結果に対応して、等化ステップでの等化処理を制御する制御ステップとを含むことを特徴とするものである。

本発明の提供媒体は、OFDM方式で伝送された信号を受信する受信ステップと、受信ステップで受信したOFDM信号を復調する復調ステップと、復調ステップで復調した復調信号を等化する等化ステップと、受信ステップで受信したOFDM信号のガードインタバルの長さを検出する検出ステップと、検出ステップでの検出結果に対応して、等化ステップでの等化処理を制御する制御ステップとを含む処理を、OFDM方式で伝送された信号を受信する信号受信装置に実行させるコンピュータが読み取り可能なプログラムを提供することを特徴とするものとする。

図面の簡単な説明

図 1 は、本発明の信号受信装置の第 1 の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図 2 は、図 1 の FFT ウィンドウ回路の構成例を示すブロック図である。図 3 は、図 2 の FFT ウィンドウ回路の動作を説明するフローチャートである。図 4 A 及び B は、図 2 の複素相関計算回路に入力される OFDM 信号を説明する図である。図 5 A 及び B は、図 2 の複素相関計算回路の計算結果を説明する図である。図 6 は、本発明の信号受信装置の第 2 の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図 7 は、本発明の信号受信装置の第 3 の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図 8 は、図 7 の制御回路の動作を説明するフローチャートである。図 9

は、DVB-T 方式の伝送特性推定用パイロット搬送波を説明する図である。図 10 は、パイロット搬送波の 2 次元フーリエ変換による標本化格子構造を説明する図である。図 11 は、従来の信号受信装置の構成例を示すブロック図である。

5

発明を実施するための最良の形態

以下に図面を参照して、本発明の実施の形態を説明する。図 1 は、本発明を適用した信号受信装置の構成例を示すブロック図であり、図 11 に対応する部分には、同一の符号を付してあり、その説明は、適宜省略する。

10

すなわち、図 1 の信号受信装置は、基本的に、図 11 に示した信号受信装置と同様の構成を有しているが、FFT ウィンドウ回路 6 がガードインタバルの長さを検出し、その検出信号を制御回路 21 に出力するとともに、制御回路 21 が、FFT ウィンドウ回路 6 からの信号に対応して、補間フィルタ 9 を制御するようになされている点が、図 11 の例とは異なっている。その他の構成は、図 11 における場合と同様である。

15

図 2 は、図 1 の FFT ウィンドウ回路 6 の構成例を表している。乗算器 3 と乗算器 4 の出力は、それぞれ、有効時間遅延回路 31 と有効時間遅延回路 32 により、有効シンボル長に対応する時間 τ だけ遅延された後、複素相関計算回路 33 に入力されている。複素相関計算回路 33 にはまた、乗算器 3 と乗算器 4 より出力されたベースバンドの OFDM 信号が、そのまま入力されている。複素相関計算回路 33 は、乗算器 3 より入力された信号を $f(t)$ とし、有効時間遅延回路 31 より入力された信号を $f(t - \tau)$ とするとき、次式から、両者の相関 i を演算する。

20

25

$$\int_{\Delta} f(t) f^*(t - \tau) dt \quad (1)$$

同様の処理が乗算器 4 の出力に対しても行われ、相関 q が出力

される。ここで、 $f(t)$ と $f^*(t)$ とは複素共役の関係にある。

5 複素相関計算回路 33 の出力 i と q は、絶対値回路 34 と位相検出回路 37 に供給されている。絶対値回路 34 は、入力された信号 i と q の絶対値を、 $(i^2 + q^2)^{1/2}$ として乗算する。絶対値回路 34 の出力は、ピーク検出回路 35 に供給される。ピーク検出回路 35 は、絶対値回路 34 より入力された絶対値と、予め設定されている所定の基準値とを比較し、基準値以上の絶対値が得られたとき、所定の相関が得られたと判定し、検出信号を判定回路 36 に出力している。

10 判定回路 36 は、図 3 のフローチャートに示す処理を実行して、FFT 回路 5 に内蔵するカウンタの出力を、FFT 回路 5 が FFT 演算を開始するタイミングの基準となる基準パルス（ウインドウ）として、FFT 回路 5 に出力するとともに、ガードインタバル長を検出し、検出結果を制御回路 21 に出力する。判定回路 36 はまた、図 3 のフローチャートに示す処理を実行して、複素相関計算回路 33 に、相関計算における積分の期間 Δ を更新させるための信号を出力する。

15 位相検出回路 37 は、複素相関計算回路 33 より入力された信号 i と q の位相差を $\tan^{-1}(q/i)$ として検出し、検出した位相誤差を搬送波生成回路 7 に出力している。

20 次に、図 3 のフローチャートを参照して、FFT ウインドウ回路 6 の動作を中心に、図 1 の実施の形態の、従来例とは異なる動作について説明する。最初にステップ S1 において、1 つの OFDM シンボルの相関値のピークを検出する処理が実行される。すなわち、複素相関計算回路 33 には、乗算器 34 より、図 4A に示すシンボル $f(t)$ が入力されるとともに、有効時間遅延回路 31, 32 を介して、図 4B に示すシンボル $f(t - \tau)$ が入力され

る。シンボル $f(t - \tau)$ は、シンボル $f(t)$ に対して、有効シンボル長に対応する時間 τ だけ遅延されており、図 4 に示すように、シンボル $f(t)$ とシンボル $f(t - \tau)$ のガードインタバルが、同一のタイミングで複素相関計算回路 33 に入力されることになる。

複素相関計算回路 33 は、上記式 (1) に従って、シンボル $f(t)$ とシンボル $f(t - \tau)$ の複素相関を演算する。

この演算は、乗算器 3 の出力する信号と、有効時間遅延回路 31 の出力する信号との間で行われるとともに、乗算器 4 の出力する信号と、有効時間遅延回路 32 の出力する信号との間において行われる。前者の演算結果が i として出力され、後者の演算結果が q として出力される。

絶対値回路 34 は、信号 i を自乗した値と信号 q を自乗した値との和の平方根を絶対値として演算し、ピーク検出回路 35 に出力する。

複素相関計算回路 33 が、上記式 (1) において、積分処理を行う期間 Δ が、図 4 に示すように、ガードインタバル $G I$ の期間 Δ_0 と等しい場合、絶対値回路 34 の出力する絶対値は、図 5 A に示すように、ガードインタバル $G I$ の期間において大きな値を有するものとなる。これに対して、複素相関計算回路 33 が行う積分の期間 Δ が、ガードインタバル $G I$ の期間 Δ_0 と等しくない場合、絶対値回路 34 の出力は、図 5 B に示すように、それほど大きな値にはならない。しかしながら、いずれの場合においても、ガードインタバル $G I$ の期間においては、ガードインタバル $G I$ でない期間に較べて大きな値となる。ピーク検出回路 35 の基準値は、図 5 A に示す場合と、図 5 B に示す場合のいずれの場合をも検出するように、その基準値が予め設定されている。

ピーク検出回路 35 より、基準値以上の絶対値が検出されたこ

とを表す検出信号が入力されたとき、判定回路 3 6 は、ステップ S 2 において、内蔵するタイマのそのときの現在時刻を t_{p1} に設定する。

次に、ステップ S 3 において、上述したステップ S 1 における場合と同様の処理が、次の OFDM シンボルについて実行される。ステップ S 4 において、上述したステップ S 2 における場合と同様の処理が実行され、基準値以上の絶対値が検出された時刻が、 t_{p2} に設定される。

判定回路 3 6 は、ステップ S 5 において、ステップ S 4 で求められた時刻 t_{p2} と、ステップ S 2 で求められた時刻 t_{p1} の差 ($t_{p2} - t_{p1}$) が、有効シンボル長 τ と、複素相関計算回路 3 3 で積分処理が行われた時間 Δ の和 ($\tau + \Delta$) に近い値であるか否か、すなわち、次式が成立するか否かを判定する。

$$| (t_{p2} - t_{p1}) - (\tau + \Delta n) | \leq R_1 \quad (2)$$

ここで、 R_1 は、充分小さい基準値である。従って、上記 (2) 式が成立するということは、複素相関計算回路 3 3 における積分期間 Δ が、ガードインタバルの期間 Δ_0 にほぼ等しいことを意味する。逆に、上記式 (2) が満足されないということは、複素相関計算回路 3 3 における積分期間 Δ が、ガードインタバルの期間 Δ_0 と等しくないことを意味する。この場合、ステップ S 6 に進み、判定回路 3 6 は、複素相関計算回路 3 3 に積分期間 Δ を更新させる処理を実行する。すなわち、上述したように、ガードインタバルの期間としては、 $1/4$ 、 $1/8$ 、 $1/16$ 、 $1/32$ の 4 種類が用意されているので、例えば、いま Δ が $1/4$ に対応する値に設定されている場合には、次に、 Δ を $1/8$ に対応する値に更新させる。そして、ステップ S 1 に戻り、同様の処理が繰り返し実行される。

一方、ステップ S 5 において、上記式 (2) が満足されたと判

定された場合、ステップ S 7 に進み、判定回路 3 6 は、そのときのガードインタバルの長さに対応する値を制御回路 2 1 に出力する。制御回路 2 1 に入力される。制御回路 2 1 は、入力されたガードインタバルの長さに対応するように、補間フィルタ 9 の帯域幅を制御する。ガードインタバルの長さが長いとき、補間フィルタ 9 の帯域幅は長くされ、ガードインタバルの長さが短いとき、補間フィルタ 9 の帯域幅は短くされる。従って、補間フィルタ 9 の帯域幅は、ガードインタバルが $1/4$ のとき最も長くなり、 $1/32$ のとき最も短くなるように制御される。これにより、補間フィルタ 9 は、必要最小限の範囲のパイロット信号だけ进行处理することになり、その分だけ、余分な信号と雑音の影響を受けることが防止される。

さらに、ステップ S 8 において、判定回路 3 6 は、内蔵するカウンタに $\tau + \Delta$ を設定し、所定のクロックをカウントさせ、そのカウント値が $\tau + \Delta$ に達したとき、所定のパルスを送出回路 5 に出力させる。送受回路 5 は入力されたこのパルスを基準として（ウィンドウとして）、乗算器 3, 4 より入力された OFDM 信号の FFT 演算処理を実行する。

一方、位相検出回路 3 7 は、信号 i と信号 q の値から、位相誤差 $\tan^{-1}(q/i)$ を演算し、これを搬送波生成回路 7 に出力する。搬送波生成回路 7 は、入力された位相誤差に対応して搬送波を生成する。

その他の動作は、図 1 1 の場合と同様であるので、その説明は省略する。

図 6 は、第 2 の実施の形態の構成例を表している。この構成例においては、TPS 検出回路 1 2 が、伝送制御信号に含まれるガードインタバル情報を検出し、その検出した結果を制御回路 2 1 に出力している。すなわち、伝送制御信号中には、畳み込み符号の

復号化率やOFDM搬送波の変調方式の他、ガードインタバルに関する情報も含まれている。TPS 検出回路 12 は、このガードインタバルに関する情報から、ガードインタバルの長さに関する情報を抽出し、これを制御回路 21 に出力する。制御回路 21 は、入力されたガードインタバルの長さに対応して補間フィルタ 9 を制御する。この場合においても、図 1 の実施の形態と同様の効果を奏することができる。

図 7 は、第 3 の実施の形態の構成例を表している。この構成例においては、FFT ウィンドウ回路 6 により検出されたガードインタバルの長さの情報と、TPS 検出回路 12 により検出されたガードインタバルの長さに関する情報が、制御回路 21 に供給され、制御回路 21 は、両方のガードインタバルの長さに関する情報を利用して、補間フィルタ 9 を制御するようになされている。

すなわち、制御回路 21 は、図 8 のフローチャートに示すように、最初に、ステップ S 11 において、TPS 検出回路 12 のエラーフラグを検出する。TPS 検出回路 12 は、FFT 回路 5 より入力された TPS の誤りを検出し、誤りがあれば、これを訂正する誤り訂正回路を内蔵している。そして、誤り訂正の結果、誤り訂正が不能であった場合、誤り訂正不能であることを示すフラグを制御回路 21 に出力する。制御回路 21 は、ステップ S 11 で、この TPS 検出回路 12 からのエラーフラグを検出し、ステップ S 12 において、そのエラーフラグが 1 であるか否か、すなわち、訂正不能の誤りがあるか否かを判定する。

訂正不能の誤りが存在すると、ステップ S 12 において判定された場合、ステップ S 13 に進み、制御回路 21 は、TPS 検出回路 12 から供給されるガードインタバルの長さに関する情報を利用せずに、FFT ウィンドウ回路 6 より入力されるガードインタバルの長さに対応して、補間フィルタ 9 の帯域幅を制御する。これ

5 に対して、ステップ S 1 2 において、エラーフラグが 1 ではない
（0 である）と判定された場合（訂正不能エラーが存在しないと
判定された場合）、ステップ S 1 4 に進み、制御回路 2 1 は FFT
ウィンドウ回路 6 より供給されたガードインタバルの長さではな
く、TPS 検出回路 1 2 より供給されたガードインタバルの長さ
に対応して補間フィルタ 9 の帯域幅を制御する。

ステップ S 1 3 またはステップ S 1 4 の処理の次に、ステップ
S 1 1 に戻り、それ以降の処理が繰り返し実行される。

10 このように、第 3 の実施の形態においては、例えば、電源立上
げ時やチャンネル切替時などで、TPS に訂正不能のエラーが発生
したときは、FFT ウィンドウ回路 6 の出力を利用して、補間フィ
ルタ 9 が制御され、定常状態時においては、TPS 検出回路 1 2 の
出力するガードインタバルの長さに対応して、補間フィルタ 9 が
制御される。これにより、より正確な制御が可能となる。

15 以上、本発明の DVB-T 方式の信号受信装置を例として説明した
が、本発明は、その他の方式の信号受信装置においても適用する
ことが可能である。

20 なお、上記したような処理を行うコンピュータプログラムをユ
ーザに提供する提供媒体としては、磁気ディスク、CD-ROM、固体
メモリなどの記録媒体の他、ネットワーク、衛星などの通信媒体
を利用することができる。

25 以上のごとく、本発明の信号受信装置、本発明の信号受信方法
、および本発明の提供媒体によれば、受信した OFDM 信号のガード
インタバルの長さを検出し、その検出結果に対応して、等化処理
を制御するようにしたので、伝送路におけるノイズの影響をより
効果的に抑制することができ、正確に等化処理を行うことが可能
となる。

請 求 の 範 囲

1. OFDM方式で伝送された信号を受信する信号受信装置において

、

前記OFDM方式で伝送された信号を受信する受信手段と、

5 前記受信手段で受信した前記OFDM信号を復調する復調手段と

、

前記復調手段で復調した信号を等化する等化手段と、

前記受信手段で受信した前記OFDM信号のガードインタバルの
長さを検出する検出手段と、

10 前記検出手段の検出結果に対応して、前記等化手段を制御する
制御手段と

を備えることを特徴とする信号受信装置。

2. 前記等化手段は、

前記OFDM方式で伝送された信号に含まれるパイロット信号を
15 抽出する抽出手段と、

前記抽出手段で抽出された前記パイロット信号から、前記OF
DM信号の伝送特性を補間する補間手段と、

前記補間手段で補間した伝送特性で、前記復調手段で復調さ
れた信号を除算する除算手段と

20 を備えることを特徴とする請求項1に記載の信号受信装置。

3. 前記検出手段は、前記ガードインタバルの相関を利用して、
前記ガードインタバルの長さを検出する

ことを特徴とする請求項1に記載の信号受信装置。

4. 前記検出手段は、前記OFDM信号に含めて伝送されてくるガー
ドインタバル情報から、前記ガードインタバルの長さを検出す
25 る

ことを特徴とする請求項1に記載の信号受信装置。

5. OFDM方式で伝送された信号を受信する信号受信装置の信号受

信方法において、

前記OFDM方式で伝送された信号を受信する受信ステップと、

前記受信ステップで受信した前記OFDM信号を復調する復調ステップと、

5 前記復調ステップで復調した復調信号を等化する等化ステップと、

前記受信ステップで受信した前記OFDM信号のガードインタバルの長さを検出する検出ステップと、

10 前記検出ステップでの検出結果に対応して、前記等化ステップでの等化処理を制御する制御ステップと
を含むことを特徴とする信号受信方法。

6. OFDM方式で伝送された信号を受信する受信ステップと、

前記受信ステップで受信した前記OFDM信号を復調する復調ステップと、

15 前記復調ステップで復調した復調信号を等化する等化ステップと、

前記受信ステップで受信した前記OFDM信号のガードインタバルの長さを検出する検出ステップと、

20 前記検出ステップでの検出結果に対応して、前記等化ステップでの等化処理を制御する制御ステップと

を含む処理を、前記OFDM方式で伝送された信号を受信する信号受信装置に実行させるコンピュータが読み取り可能なプログラムを提供することを特徴とする提供媒体。

25

FIG. 1

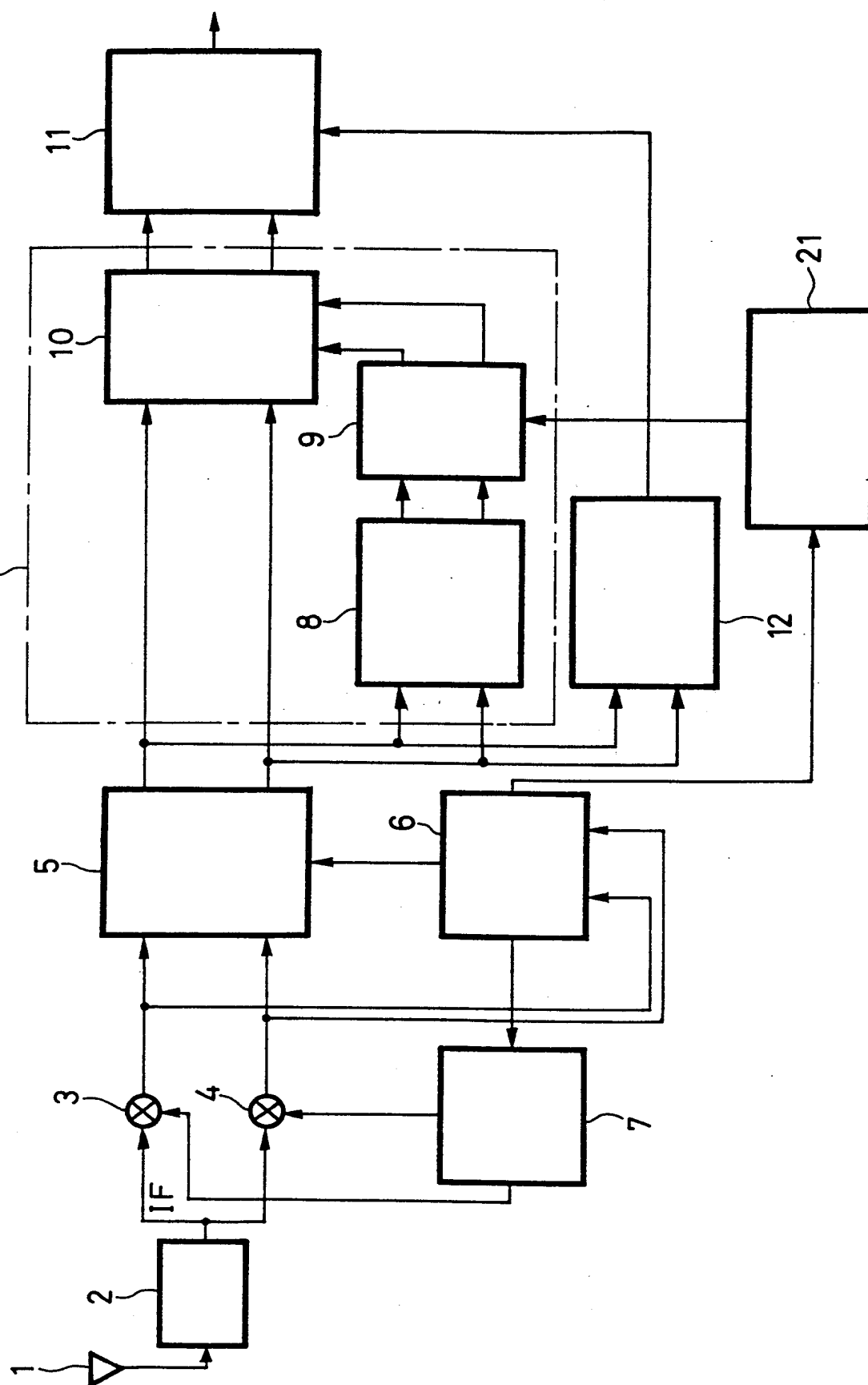


FIG. 2

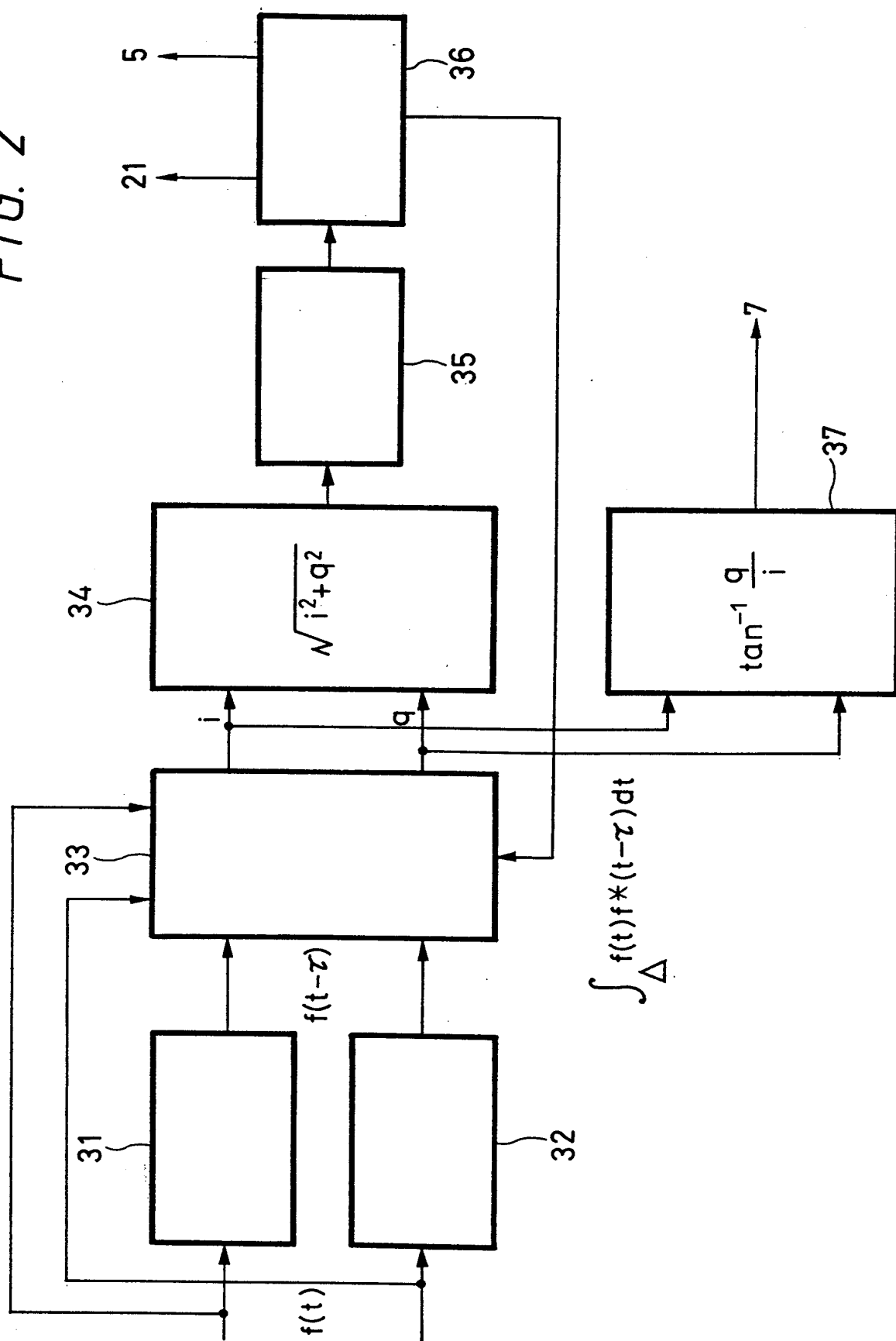
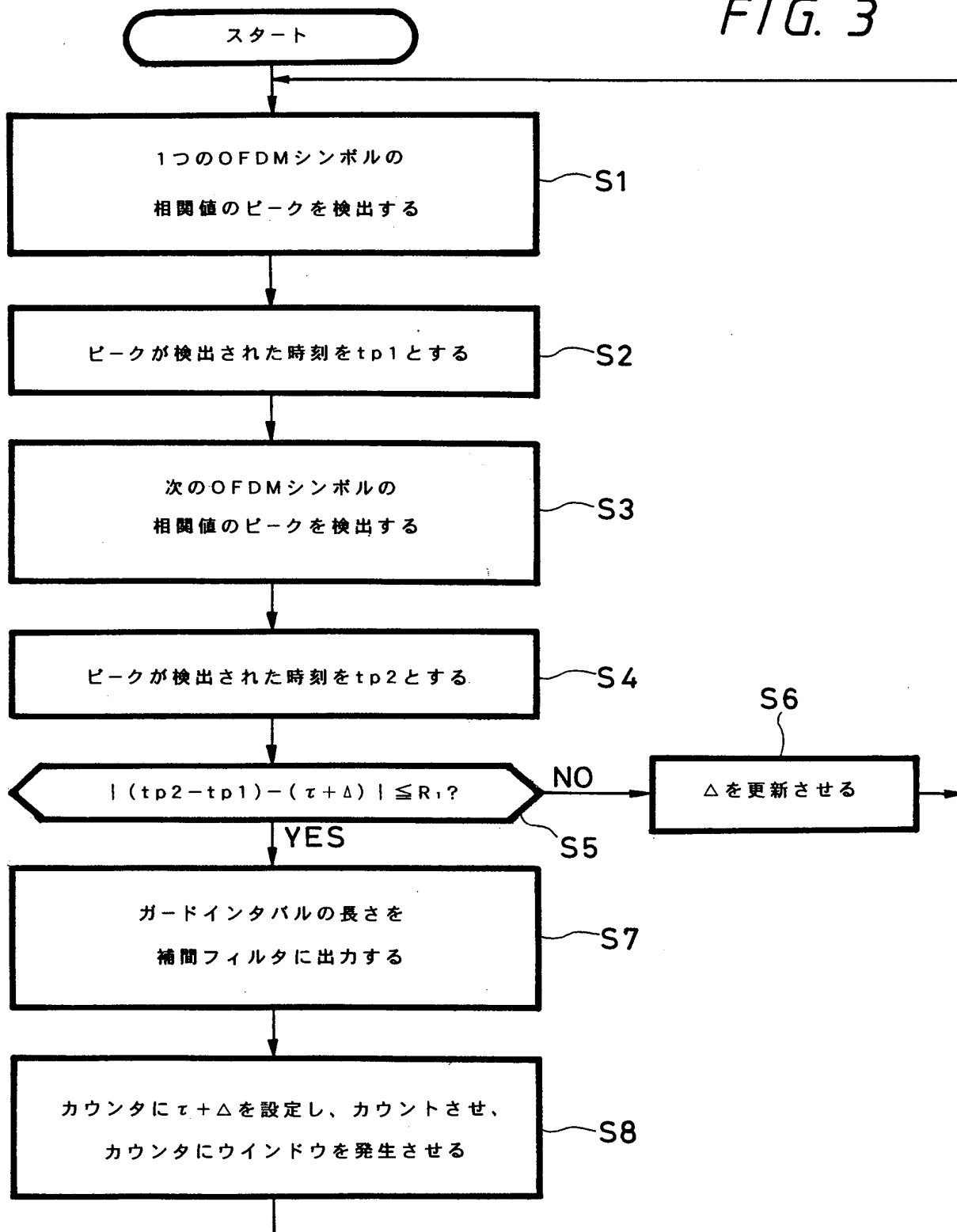


FIG. 3



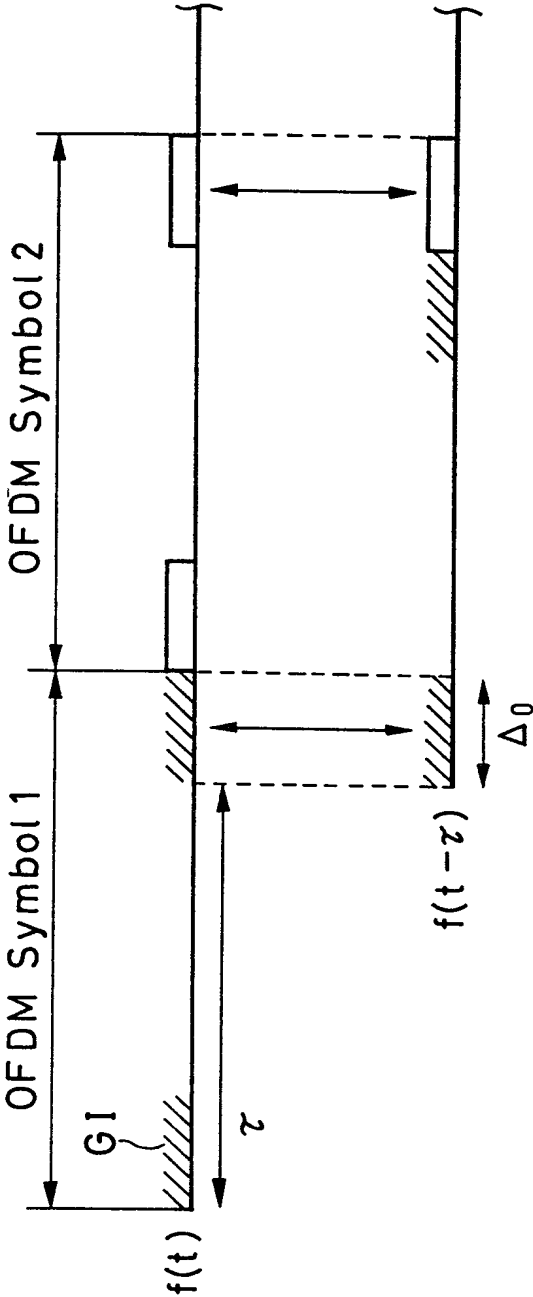


FIG. 4A

FIG. 4B

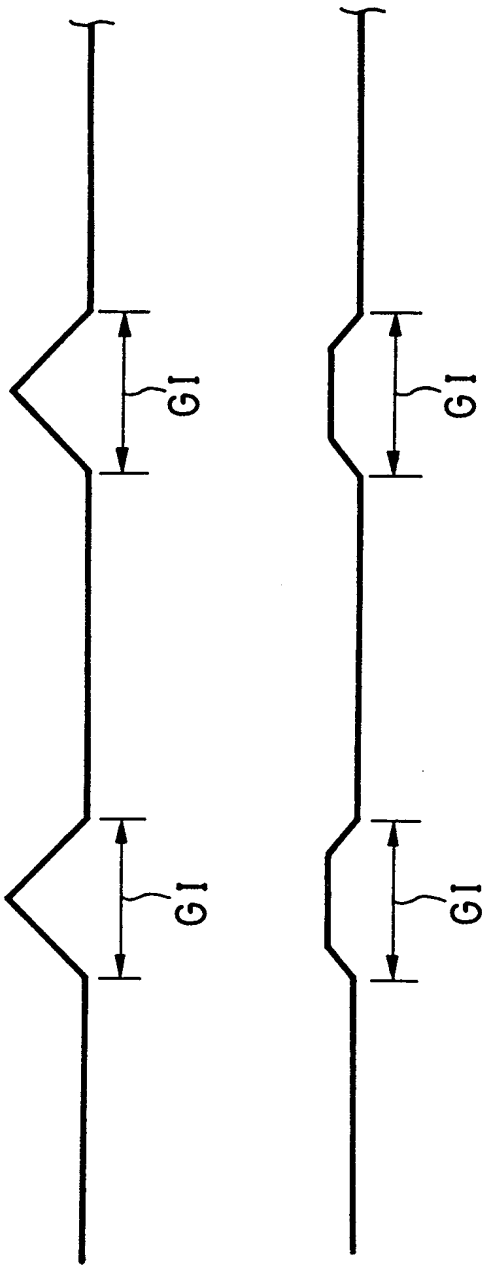


FIG. 5A

FIG. 5B

FIG. 6

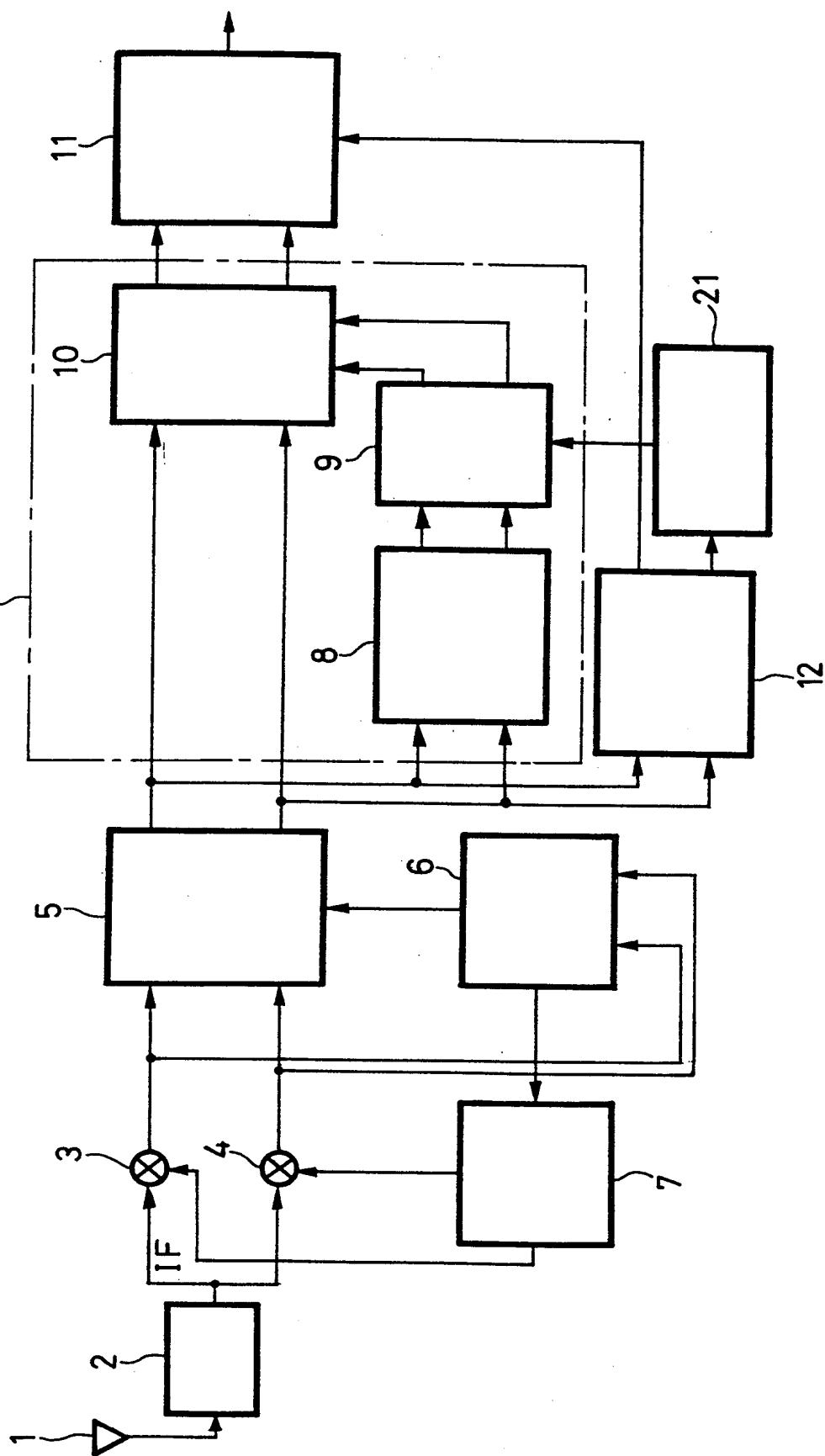


FIG. 7

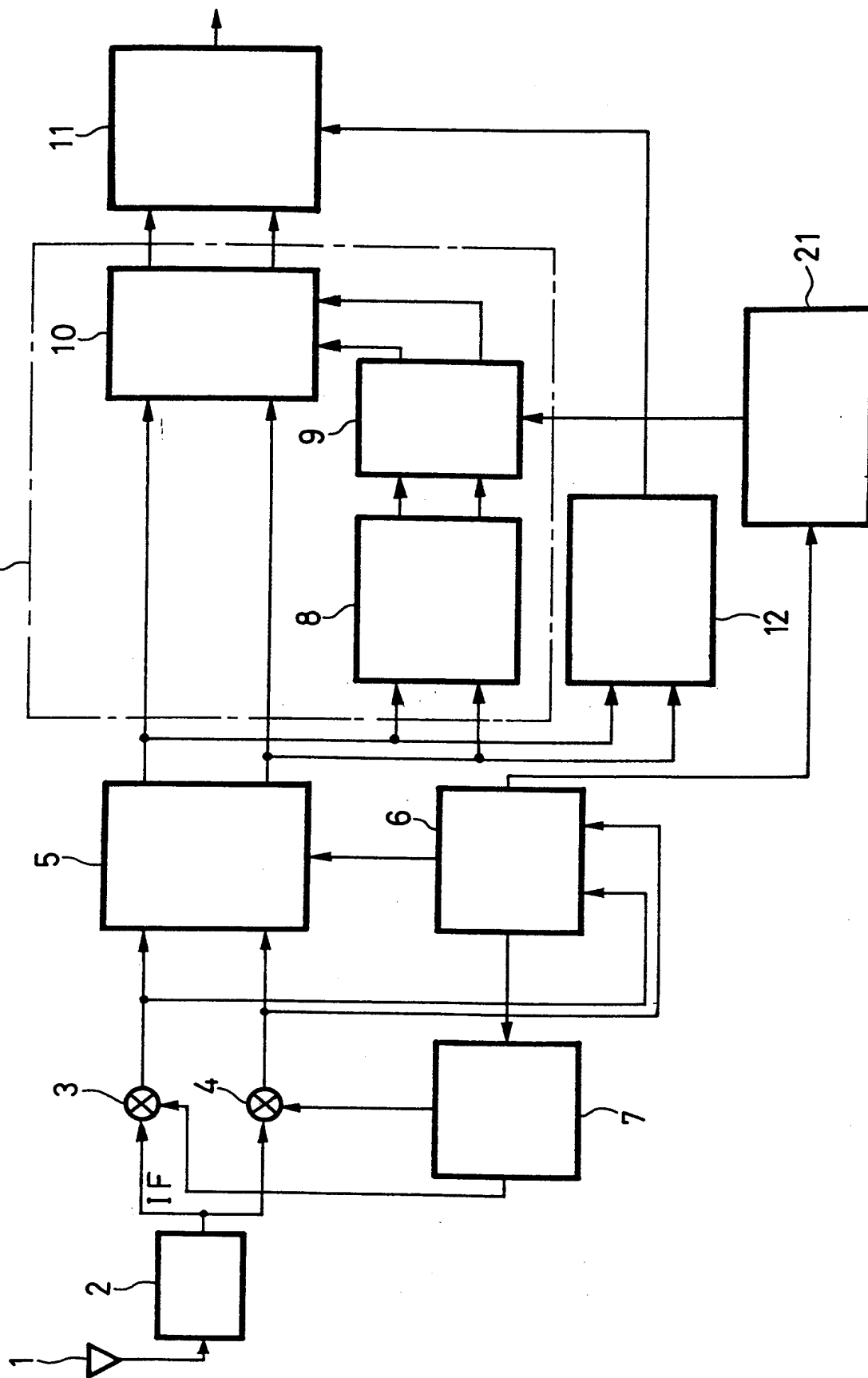


FIG. 8

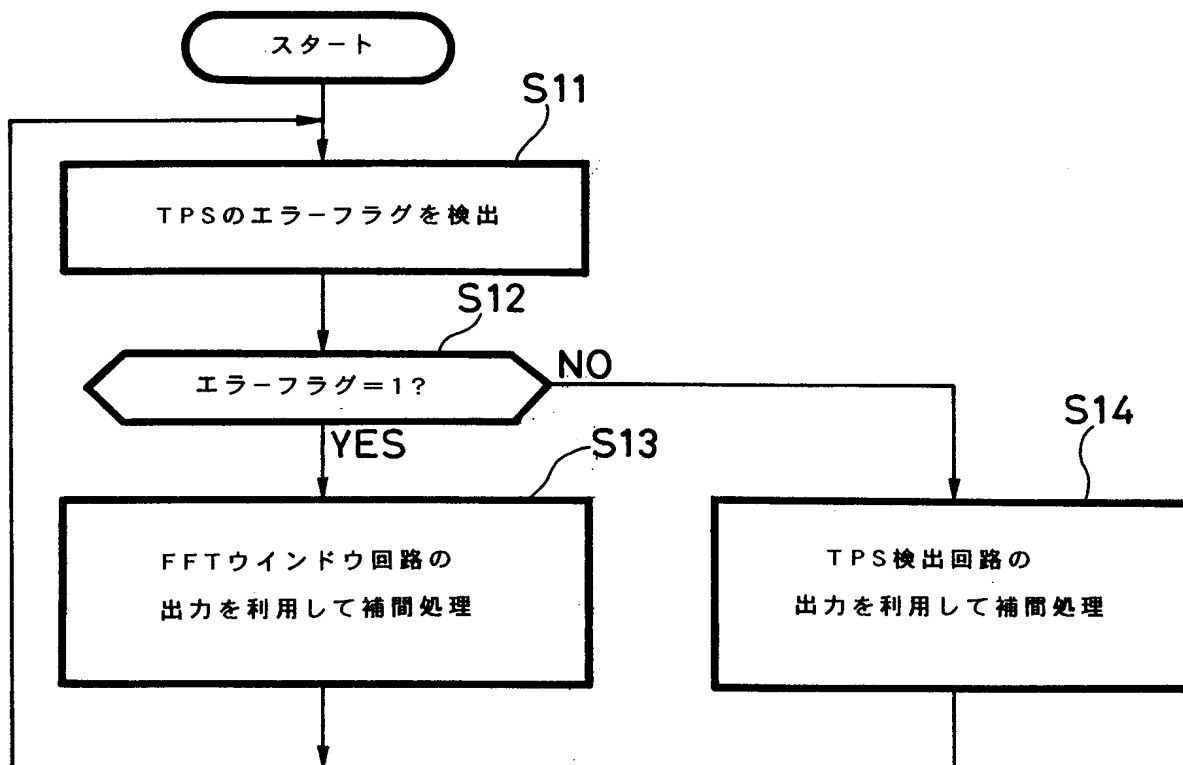


FIG. 9

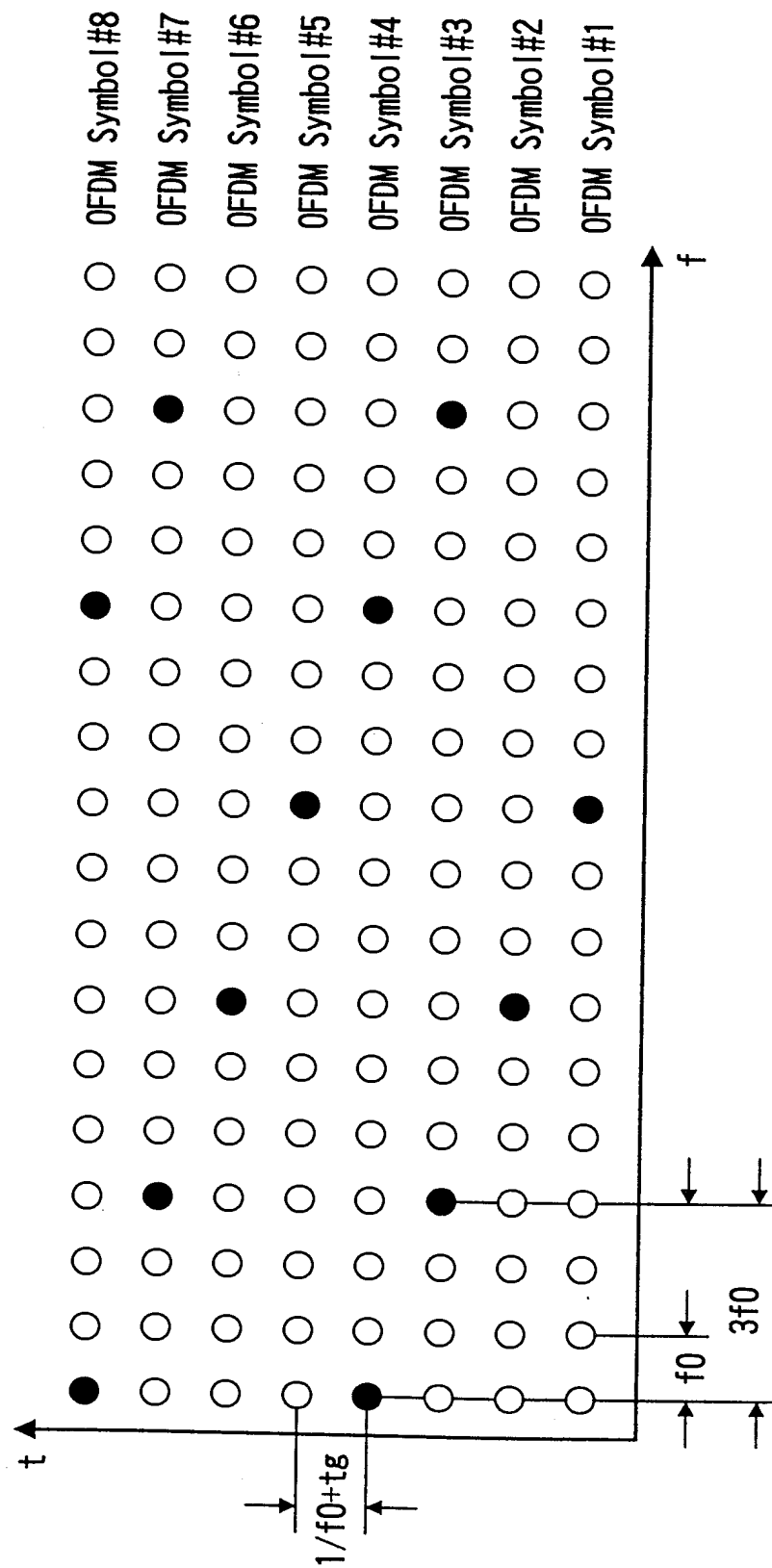


FIG. 10

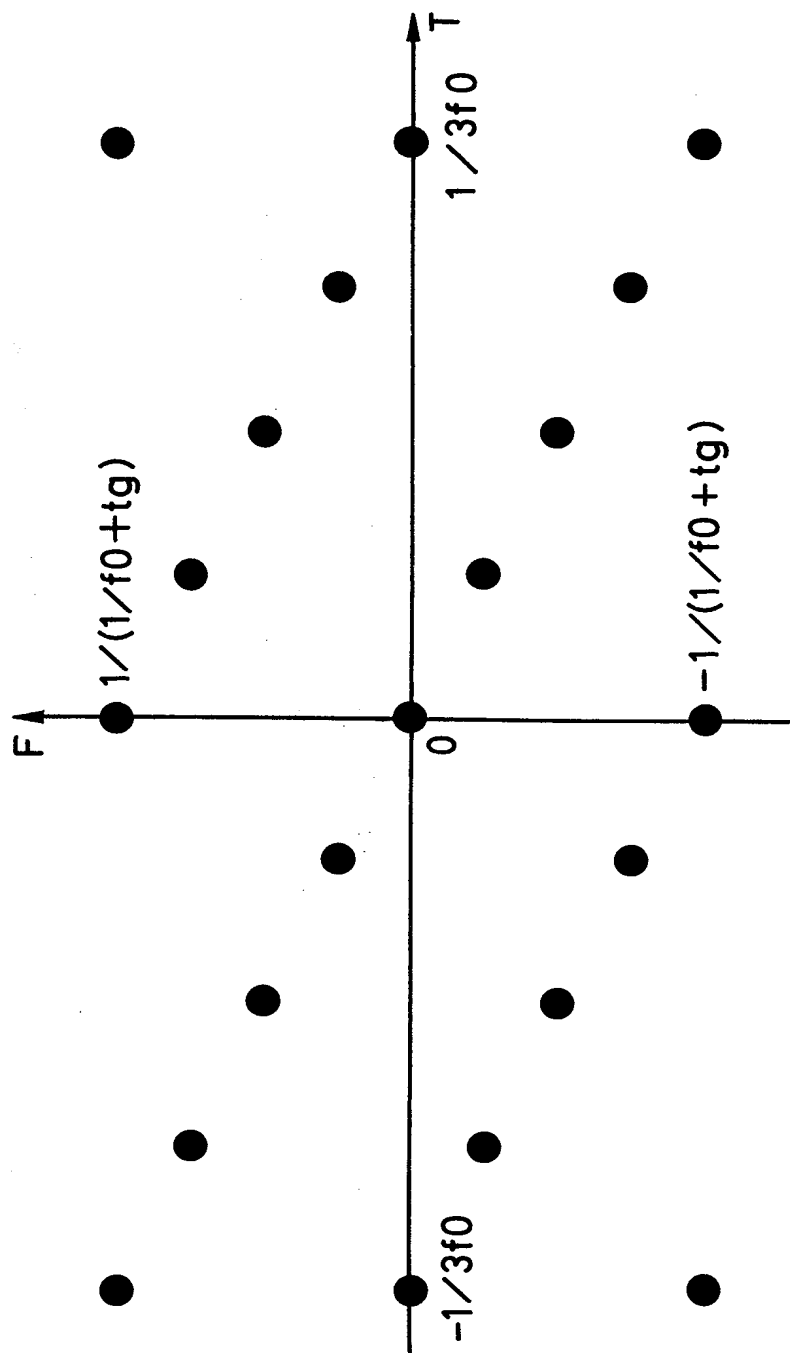
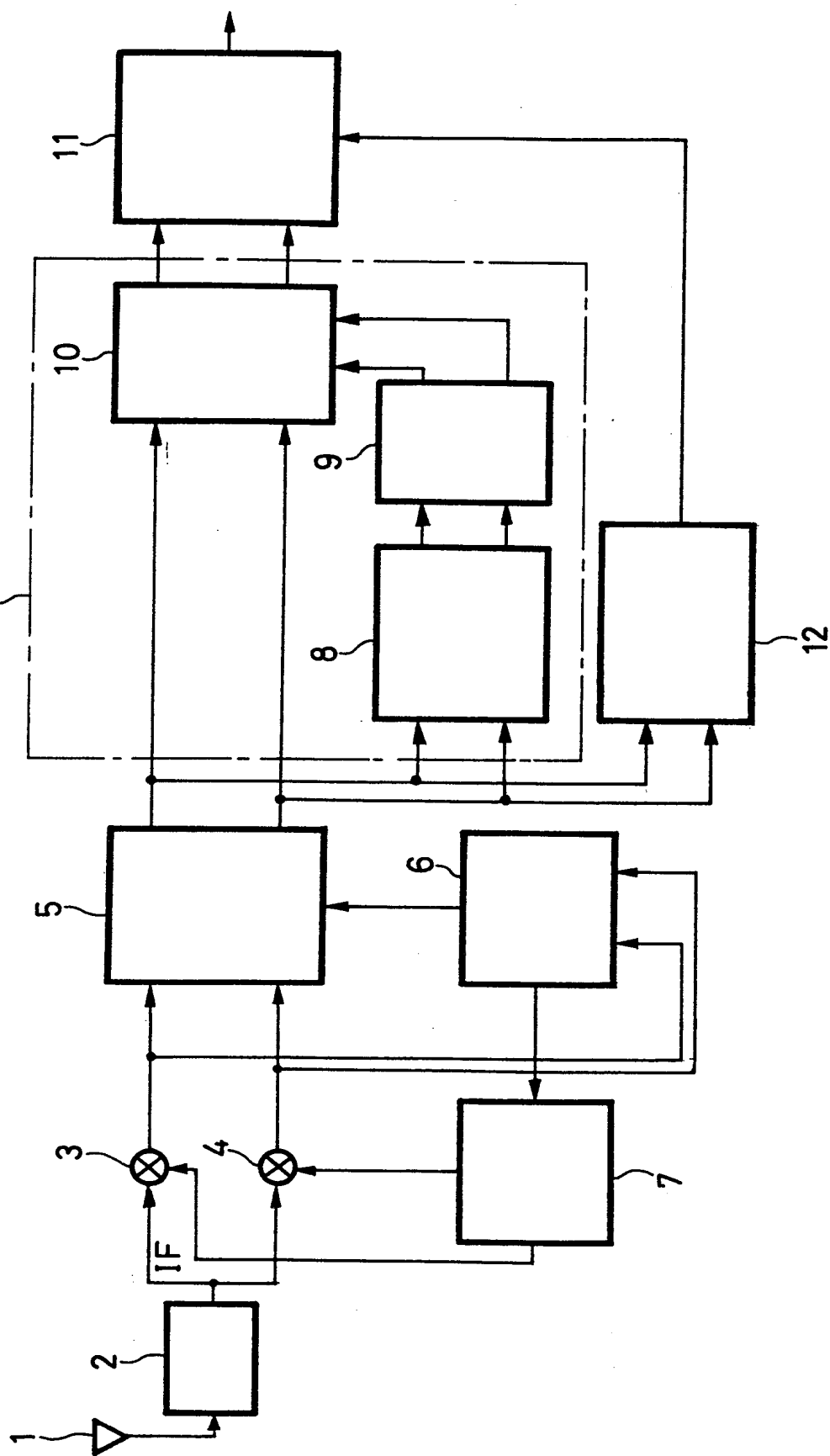


FIG. 11



符号及び事項の一覧表

1	アンテナ
2	チューナ
3	乗算器
4	乗算器
5	F F T回路
6	F F Tウンドウ回路
7	搬送波生成回路
8	パイロット信号抽出回路
9	補間フィルタ
1 0	除算回路
1 1	デマッピング回路
1 2	T P S 検出回路
2 1	制御回路

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/00734

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁶ H04J11/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁶ H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926-1999

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-1999

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
PX	JP, 10-327122, A (Advanced Digital Television Broadcasting Laboratory), 8 December, 1998 (08. 12. 98), Page 8, right column, lines 9 to 22 ; page 10, left column, line 26 to page 11, right column, line 32 ; Figs. 1, 3 (Family: none)	1-6
Y	JP, 9-312582, A (Pioneer Electronic Corp.), 2 December, 1997 (02. 12. 97), Page 3, left column, lines 22 to 39 ; page 4, right column, line 4 to page 5, left column, line 29 ; Figs. 2, 4 (Family: none)	1, 2, 4-6
Y	JP, 8-340315, A (Philips Electronics N.V.), 24 December, 1996 (24. 12. 96), Page 5, left column, line 10 to right column, line 4 ; Fig. 3 & EP, 734133, A1 & FR, 2732178, A1 & US, 5796814, A	1, 2, 4-6

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
17 May, 1999 (17. 05. 99)

Date of mailing of the international search report
25 May, 1999 (25. 05. 99)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.⁸ H04J11/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.⁸ H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1999

日本国公開実用新案公報 1971-1999

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
PX	JP, 10-327122, A (株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所), 08. 12月. 1998 (08. 12. 98), 第8頁右欄第9行目-第22行目, 第10頁左欄第26行目-第11頁右欄第32行目, 第1図, 第3図 (ファミリーなし)	1-6
Y	JP, 9-312582, A (パイオニア株式会社), 02. 12月. 1997 (02. 12. 97), 第3頁左欄第22行目-第39行目, 第4頁右欄第4行目-第5頁左欄第29行目, 第2図, 第4図 (ファミリーなし)	1, 2, 4-6
Y	JP, 8-340315, A (フィリップス エレクトロニクス	1, 2, 4-6

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

17. 05. 99

国際調査報告の発送日

25.05.99

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

田口 英雄

印

5K

9647

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
	ネムローゼ フェンノートシャップ), 24. 12月. 1996 (24. 12. 96), 第5頁左欄第10行目-右欄第4行目, 第 3図&EP 734133, A1&FR 2732178, A1&US 5796814, A	